

Docket No.: H6808.0044/P044
(PATENT)

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:
Kazuaki Tobari et al.

Application No.: 10/784,803

Confirmation No.: 1203

Filed: February 24, 2004

Art Unit: N/A

For: CONTROL METHOD AND CONTROL
DEVICE OF PERMANENT-MAGNET
TYPE SYNCHRONOUS MOTOR

Examiner: Not Yet Assigned

CLAIM FOR PRIORITY AND SUBMISSION OF DOCUMENTS

MS Missing Parts
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

Applicant hereby claims priority under 35 U.S.C. 119 based on the following
prior foreign application filed in the following foreign country on the date indicated:

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Date</u>
Japan	2003-080439	March 24, 2003

Application No.: 10/784,803

Docket No.: H6808.0044/P044

In support of this claim, a certified copy of the said original foreign application is filed herewith.

Dated: June 24, 2004

Respectfully submitted,

By 

Mark J. Thronson

Registration No.: 33,082

DICKSTEIN SHAPIRO MORIN &
OSHINSKY LLP

2101 L Street NW

Washington, DC 20037-1526

(202) 785-9700

Attorney for Applicant



(Translation)

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

Date of Application: March 24, 2003

Application Number: Japanese Patent Application
No. 2003-080439

Applicant(s): Hitachi, Ltd.
Hitachi Industrial Equipment Systems Co., Ltd.

March 25, 2004

Commissioner,
Patent Office

Yasuo IMAI (seal)

Certificate No. 2004-3024709

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 3 月 2 4 日
Date of Application:

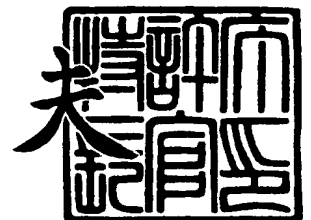
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 8 0 4 3 9
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 3 - 0 8 0 4 3 9]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社日立製作所
 株式会社日立産機システム

2 0 0 4 年 3 月 2 5 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 2 4 7 0 9

【書類名】 特許願

【整理番号】 NT03P0033

【提出日】 平成15年 3月24日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02P 6/16

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株式会社日立製作所 日立研究所内

【氏名】 戸張 和明

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株式会社日立製作所 日立研究所内

【氏名】 遠藤 常博

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市幸町三丁目 1 番 1 号 株式会社日立製作所 日立事業所内

【氏名】 白濱 秀文

【発明者】

【住所又は居所】 千葉県習志野市東習志野七丁目 1 番 1 号 株式会社日立産機システム内

【氏名】 田口 義行

【発明者】

【住所又は居所】 千葉県習志野市東習志野七丁目 1 番 1 号 株式会社日立産機システム内

【氏名】 大久保 智文

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社日立製作所

【特許出願人】

【識別番号】 502129933

【氏名又は名称】 株式会社日立産機システム

【代理人】

【識別番号】 100068504

【弁理士】

【氏名又は名称】 小川 勝男

【電話番号】 03-3661-0071

【選任した代理人】

【識別番号】 100086656

【弁理士】

【氏名又は名称】 田中 恭助

【電話番号】 03-3661-0071

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 081423

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 永久磁石形同期電動機の制御方法及び装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

永久磁石形同期電動機の軸ずれに基きこの軸ずれを小さくするように前記電動機に給電する交流の周波数演算部と、この周波数指令に基き d 、 q 軸の出力電圧指令及び回転位相指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を前記電動機に給電する電力変換器とを備えた永久磁石形同期電動機の制御方法において、前記回転位相指令と前記電動機の実際の回転位相との差である軸ずれを、制御系から得られた周波数又は電流情報を用いて、第 1 の軸ずれ信号として演算する第 1 ステップと、前記周波数演算部における制御応答角周波数に起因して前記電動機に発生する軸ずれを第 2 の軸ずれ信号として推定する第 2 ステップと、これら第 1 及び第 2 の軸ずれ信号を加算して得られた第 3 の軸ずれ信号を前記周波数演算部に入力する第 3 ステップを備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項 2】

永久磁石形同期電動機の軸ずれに基き前記電動機に給電する交流の周波数指令を作成する周波数演算部と、この周波数指令に基いて可変周波数・可変電圧の交流を前記電動機に給電する電力変換器を備えた永久磁石形同期電動機の制御方法であって、回転位相指令と前記電動機の実際の回転位相との差である軸ずれを、制御系から得られた情報を用いて、第 1 の軸ずれ信号として演算する第 1 ステップと、前記周波数演算部に関連して前記電動機に発生する軸ずれを第 2 の軸ずれ信号として推定する第 2 ステップと、これら第 1 及び第 2 の軸ずれ信号を加味して得られた第 3 の軸ずれ信号を前記周波数演算部に入力する第 3 ステップを備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項 3】

請求項 2 において、前記第 2 ステップは、制御系から得られた周波数又は電流に関連する情報を入力し、前記周波数演算部の制御定数を用いて、前記第 2 の軸ずれ信号を推定するステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制

御方法。

【請求項 4】

請求項 2 において、前記第 2 ステップは、前記電動機の磁極位置検出値から求めた速度周波数又は周波数指令を微分し、比例係数を乗じ、かつ一次遅れ処理を行って、前記第 2 の軸ずれ信号を推定するステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項 5】

請求項 2 において、前記第 2 ステップは、前記電動機に流れる電流検出値と前記回転位相指令から求めた回転座標系の q 軸（トルク軸相当）の電流値又はその指令値を入力し、前記周波数演算部における制御定数を考慮して、前記第 2 の軸ずれ信号を推定するステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項 6】

請求項 2 において、前記第 2 ステップは、更に、一次遅れ処理を行うステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項 7】

請求項 2 において、前記第 1 ステップは、前記電動機の磁極位置検出信号から前記電動機の回転位相信号を演算するステップと、前記回転位相指令と前記回転位相信号との偏差に基いて、前記第 1 の軸ずれ信号を演算するステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項 8】

請求項 2 において、前記第 1 ステップは、d 軸及び q 軸の出力電圧指令と、前記電動機に流れる電動機電流検出値と、前記周波数指令とに基いて、前記第 1 の軸ずれ信号を演算するステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項 9】

請求項 2 において、前記第 1 ステップは、前記電動機に流れる電動機電流検出値と、前記回転位相指令とから、前記 d 軸及び q 軸の電流値を演算するステップと、この d 軸及び q 軸の電流値と、前記出力電圧指令及び前記周波数指令とに基

いて、前記第1の軸ずれ信号を演算するステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項10】

請求項2において、前記周波数指令を積分して前記回転位相指令を演算するステップを含むことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御方法。

【請求項11】

永久磁石形同期電動機と、回転位相指令に対する前記電動機内の軸ずれに基きこの電動機に給電する交流の周波数指令を作成する周波数演算部と、この周波数指令に基きd、q軸の出力電圧指令及び前記回転位相指令に応じて可変周波数・可変電圧の交流を前記電動機に給電する電力変換器とを備えた永久磁石形同期電動機の制御装置において、前記回転位相指令と前記電動機の回転子位相との差である軸ずれを、制御系から得られた情報を用いて演算し、第1の軸ずれ信号とする第1の軸ずれ信号演算手段と、前記周波数演算部に関連して前記電動機に発生する軸ずれを第2の軸ずれ信号として推定する第2の軸ずれ信号推定手段と、これら第1及び第2の軸ずれ信号を加味して得られた第3の軸ずれ信号を前記周波数演算部に入力する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項12】

請求項11において、前記第2の軸ずれ信号推定手段は、制御系から得られた周波数又は電流に関連する信号を入力し、前記周波数演算部における制御定数を用いて、前記第2の軸ずれ信号を推定する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項13】

請求項11において、前記第2の軸ずれ信号推定手段は、前記電動機の磁極位置検出値から求めた速度周波数又は周波数指令を微分し、比例係数を乗じ、かつ一次遅れ処理を行って、前記第2の軸ずれ信号を推定する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項14】

請求項11において、前記第2の軸ずれ信号推定手段は、前記電動機に流れる

電流検出値と前記回転位相指令から求めた回転座標系の q 軸（トルク軸相当）の電流値又はその指令値を入力し、前記周波数演算部における制御定数を考慮して、前記第 2 の軸ずれ信号を推定する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項 15】

請求項 11 において、前記第 2 の軸ずれ信号推定手段は、更に、一次遅れ処理手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項 16】

請求項 11 において、前記第 1 の軸ずれ信号演算手段は、前記電動機の磁極位置検出信号から前記電動機の回転位相信号を演算する手段と、前記回転位相指令と前記回転位相信号との偏差に基いて、前記第 1 の軸ずれ信号を演算する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項 17】

請求項 11 において、前記第 1 の軸ずれ信号演算手段は、d 軸及び q 軸の前記出力電圧指令と、前記電動機に流れる電動機電流検出値と、前記周波数指令とに基いて、前記第 1 の軸ずれ信号を演算する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項 18】

請求項 11 において、前記第 1 の軸ずれ信号演算手段は、前記電動機に流れる電動機電流検出値と、前記回転位相指令とから、前記 d 軸及び q 軸の電流値を演算する手段と、この d 軸及び q 軸の電流値と、前記出力電圧指令及び前記周波数指令とに基いて、前記第 1 の軸ずれ信号を演算する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項 19】

請求項 11 において、前記第 1 の軸ずれ信号演算手段は、直流電源から前記電力変換器に流れる直流電流を検出する直流電流検出器と、この直流電流検出値から前記電動機の各相電流値を推定する電流推定手段と、これらの各相電流推定値と前記回転位相指令とから、前記 d 軸及び q 軸の電流値を演算する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項 20】

請求項 11 において、更に、前記周波数指令を積分して前記回転位相指令を演算する手段を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、永久磁石形同期電動機の制御方法及び装置に係り、特に、トルク制御技術を改良した永久磁石形同期電動機の制御方法及び装置に関する。

【0002】**【従来の技術】**

磁極位置検出器を備えた従来の永久磁石形同期電動機の制御技術として、特許文献 1 に記載の制御装置がある。この制御装置は、磁極位置検出器からの位置情報を、回転位相指令値の制限値に利用しており、急激な負荷変化などでの脱調を防止している。

【0003】

また、特許文献 2 には、同期電動機の位置センサレス制御装置として、電流検出値と電力変換器への電圧指令値等から軸ずれを求め、これに基き変換器の出力周波数を調整する技術が開示されている。

【0004】**【特許文献 1】**

特開 2000-324881 号公報（要約、段落 0011、その他）

【特許文献 2】

特開 2001-251889 号公報（請求項 9、段落 0105 ほか）

【0005】**【発明が解決しようとする課題】**

上記特許文献 1 の従来技術においては、軸ずれを演算しているが、トルク制御系内では、上位から与えられた周波数指令値を積分して得られる回転位相指令値の制限値として用いているに過ぎず、高精度のトルク制御は期待できなかった。

【0006】

また、上記特許文献2の従来技術においては、軸ずれから周波数を演算する周波数演算部に、十分な高速応答性を持たせることが困難な場合に、特に、加減速運転時のトルク制御精度が十分ではなかった。

【0007】

本発明の目的は、加減速運転時にも高精度なトルク制御を実現できる永久磁石形同期電動機の制御方法及び装置を提供することである。

【0008】

【課題を解決するための手段】

前記特許文献2において、軸ずれから周波数を演算する周波数演算部に十分な高速応答性を持たせることが困難な理由は、①採用できるマイコンのサンプリングスピード能力の限界、②制御系の安定性、③ロバスト性の確保等が挙げられる。ここで、同期電動機における軸ずれ $\Delta\theta_c$ 、すなわち回転位相指令 θ_c^* と、電動機の回転子の実際の回転位相 θ_c との偏差は、詳細を後述するように、前記周波数演算部の制御応答角周波数によって決ってくる。この制御応答角周波数が低いと、軸ずれ $\Delta\theta_c$ は大きくなり、その余弦値($\cos\Delta\theta_c$)に比例する電動機トルクが小さくなってしまう。このため、特に、負荷の急変に対応できず、永久磁石形同期電動機の加減速運転時のトルク制御精度が十分ではない。

【0009】

そこで、本発明はその一面において、永久磁石形同期電動機の軸ずれに基き周波数演算部にてこの電動機に給電する交流の周波数指令 ω_1^* を作成し、この周波数指令 ω_1^* に基くd、q軸の出力電圧指令 V_d^* 、 V_q^* 及び回転位相指令 θ_c^* に応じて電力変換器から可変周波数・可変電圧の交流を前記電動機に給電する永久磁石形同期電動機の制御において、前記電動機の軸ずれを、制御系から得られた情報を用いて、第1の軸ずれ信号 $\Delta\theta_{c1}$ として演算し、前記周波数演算部の制御応答角周波数の不十分さに起因して前記電動機に発生するであろう軸ずれを第2の軸ずれ信号 $\Delta\theta_{c2}$ として推定し、これら第1及び第2の軸ずれ信号を加算して得た第3の軸ずれ信号を前記周波数演算部に入力することを特徴とする。

【0010】

すなわち、周波数演算部の制御応答角周波数の不十分さに起因する同期電動機

の軸ずれを、この制御応答角周波数を考慮して推定し、周波数演算部の入力に加算する。これによって、たとえ不十分な制御応答角周波数の周波数演算部であっても、この不十分さによって発生するであろう軸ずれ分は、第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 2$ として推定され加算入力されている。したがって、本発明による制御系は、実際の同期電動機の軸ずれを表す第1の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 1$ がほぼゼロに近い値で安定することになる。この結果、加減速運転時にも高精度なトルク制御を実現できる永久磁石形同期電動機の制御方法及び装置を提供することができる。

【0011】

ここで、前記第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 2$ は、前記周波数指令 ω_1^* 又は同期電動機の回転周波数 ω_1 から、前記周波数演算部における制御応答角周波数 ω_{cPLL} に基く制御定数により不完全微分して求めるか、あるいは回転座標系のq軸（トルク軸相当）の電流値 I_{qc} 又はその指令値 I_q^* から、前記制御定数を考慮して推定することが望ましい。

【0012】

本発明のその他の目的及び特徴は以下の実施例の説明で明らかにする。

【0013】

【発明の実施の形態】

以下、図面を用いて本発明の実施例を詳細に説明する。

【0014】

第1の実施例：

図1は、本発明の第1の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図である。永久磁石形同期電動機1は、電力変換器2から可変電圧・可変周波数の3相交流の給電を受け、可変速制御される。電力変換器2は、直流電源21からの直流電圧を、電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に比例した3相交流の出力電圧に変換し出力する。磁極位置検出器3は、電動機1の電気角 60° 毎の位置検出値 θ_i を検出する。速度周波数演算部4は、位置検出値 θ_i から電動機1の速度周波数 ω_1 を演算する。

【0015】

位相演算部5は、周波数指令値 ω_1^* から電動機の回転位相指令 θ_c^* を演算す

る。電流検出器 6 は、3 相交流電流 I_u , I_v , I_w を検出し、検出値 I_{uc} , I_{vc} , I_{wc} を出力する。座標変換部 7 は、3 相交流電流検出値 I_{uc} , I_{vc} , I_{wc} と回転位相指令 θ_c^* から、d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dc} , I_{qc} を演算する。電圧ベクトル演算部 8 は、電動機定数と電流指令値 I_d^* , I_q^* 及び周波数指令値 ω_1^* に基いて電圧基準値 V_d^* , V_q^* を演算する。d 軸電流制御部 9 は、d 軸電流指令値 I_d^* と d 軸電流検出値 I_{dc} の偏差に応じて補正電圧 ΔV_d を出力する。q 軸電流制御部 10 は、q 軸電流指令値 I_q^* と q 軸電流値検出値 I_{qc} の偏差に応じて補正電圧 ΔV_q を出力する。座標変換部 11 は、電圧基準値 V_d^* , V_q^* と電流制御部の出力 ΔV_d , ΔV_q の和 V_d^{**} , V_q^{**} 及び回転位相指令 θ_c^* から、3 相交流の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を演算し出力する。第 1 の軸ずれ信号 ($\Delta \theta_{c1}$) 演算部 12 は、詳細は後述するように、回転位相指令 θ_c^* と、位置検出値 θ_i 及び速度周波数 ω_1 から、第 1 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c1}$ ($= \theta_c^* - \theta_c$) を演算する。本発明の要部である第 2 の軸ずれ信号推定部 13 は、速度周波数 ω_1 から不完全微分によって第 2 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ を演算している。加算部 14 は、第 1 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c1}$ と第 2 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ を加算し、第 3 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c3}$ を演算する。周波数演算部 15 は、前記第 3 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c3}$ から、比例・積分によって周波数指令値 ω_1^* を演算する。

【0016】

この第 1 の実施例の説明に先立ち、制御軸 (d-c-q 軸) とモータの実軸 (d-q 軸) に軸ずれが存在する場合の電動機 1 のトルクについて説明する。すなわち、制御軸上で演算された回転位相指令 θ_c^* とモータ内部の回転位相 θ に、軸ずれ $\Delta \theta$ が存在する場合の電動機のトルクを導出する。まず、d-q 軸上での、電動機トルクは (1) 式で示される。

【0017】

【数 1】

$$\tau_m = \frac{3}{2} \cdot P_m \cdot (K_e \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q) \dots\dots\dots (1)$$

【0018】

ここに、 P_m はモータ極対数、 K_e は誘起電圧定数、 L_d はd軸のインダクタンス、 L_q はq軸のインダクタンス、 I_d は実軸上のd軸電流、 I_q は実軸上のq軸電流である。

【0019】

制御軸（dc-qc）から実軸（d-q）への座標変換行列は（2）式であり、d軸電流指令値 I_d^* を「ゼロ」に設定して電流制御を行うと、実軸上の電流 I_d 、 I_q は、（3）式で示すことができる。

【0020】

【数2】

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} dc \\ qc \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

【0021】

【数3】

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ Iqc \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

【0022】

ここで、（3）式を（1）式に代入すると、（4）式が得られる。

【0023】

【数4】

$$\tau_m = \frac{3}{2} \cdot P_m \cdot \cos \Delta \theta \cdot Iqc \cdot [Ke - (Ld - Lq) \cdot \sin \Delta \theta \cdot Iqc] \quad \dots\dots\dots (4)$$

【0024】

（4）式より、軸ずれ $\Delta \theta$ が生じると、q軸電流検出値 I_qc が指令値の通りに発生していても、前述した通り「 $\cos \Delta \theta \cdot I_qc$ 」成分が減少して、電動機トルク τ_m が減少していくことが分る。つまり、電動機トルクを指令値通りに発生させるためには、電圧と位相の2点を次のように最適に制御する必要がある。

。

【0025】

(1) 電圧制御：

q 軸電流検出値 I_{qc} が、トルク指令に比例した q 軸電流指令値 I_q^* に一致するように、変換器出力電圧を制御する。

【0026】

(2) 位相制御：

軸ずれ $\Delta\theta$ が「ゼロ」すなわち $\cos\Delta\theta = 1$ に可能な限り近づくように電力変換器の出力位相を制御する。

【0027】

次に、上記「(1) 電圧制御」を実現するベクトル制御の基本動作について述べる。上位から与えられるトルク指令に比例した q 軸電流指令値 I_q^* と d 軸電流指令値 I_d^* に従い電動機電流 I_q 、 I_d を制御する。このため、電圧ベクトル演算部 8 において、予め、(5) 式で示すように、d 軸と q 軸の電圧基準値 V_d^* 、 V_q^* を演算し、変換器 2 の出力電圧を制御する。

【0028】

【数 5】

$$\begin{pmatrix} V_d^* = R_1^* \cdot I_d^* - \omega_1^* \cdot L_q^* \cdot I_q^* \\ V_q^* = R_1^* \cdot I_q^* + \omega_1^* \cdot L_d^* \cdot I_d^* + \omega_1^* \cdot K_e^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

【0029】

ここに、 R_1^* は抵抗の設定値、 L_d^* 、 L_q^* は d 軸及び q 軸のインダクタンスの設定値、 K_e^* は誘起電圧定数の設定値、 ω_1^* は周波数指令値である。

【0030】

また、電流検出器 6 で検出した 3 相交流電流検出値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} と回転位相指令 θ_c^* から、d 軸及び q 軸の電流値 I_{dc} 、 I_{qc} を演算する。これらの電流信号が各々の指令値に一致するように、d 軸及び q 軸の電流制御部 9、10 により電流偏差に応じた補正電圧信号 ΔV_d 、 ΔV_q を求め、電圧基準値 V_d^* 、 V_q^* に加算して、変換器の出力電圧を修正している。この結果、電圧ベクトル演算部 8 で設定する設定値 (R_1^* 、 L_d^* 、 L_q^* 、 K_e^*) と電動機内部

の実際値 (R_1 , L_d , L_q , K_e) が一致していなくても、電動機電流を電流指令値に一致させるように出力電圧が制御される。

【0031】

次に、「(2) 位相制御」について説明を行う。磁極位置検出器 3 は、電気角 60 度毎の磁極位置を把握することができ、その位置検出値 θ_i を (6) 式とし、 $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ としている。

【0032】

【数 6】

$$\theta_i = 60i + 30 \quad \dots\dots\dots (6)$$

【0033】

速度周波数演算部 4 においては、この位置検出値 θ_i から、最短で 60 度区間における平均速度の速度周波数 ω_1 を (7) 式から算出する。

【0034】

【数 7】

$$\omega_1 = \frac{\Delta \theta_{60}}{\Delta t_{60}} \quad \dots\dots\dots (7)$$

【0035】

ここに、 $\Delta \theta_{60}$ は $\theta_i - \theta_{(i-1)}$ 、 Δt_{60} は 60 度区間の位置検出信号を検出するまでの時間である。

【0036】

さて、ここから、第 1 の軸ずれ信号演算部 12 と、本発明の要部である第 2 の軸ずれ信号推定部 13 について説明する。

【0037】

図 2 は、第 1 の軸ずれ信号演算部 12 の具体構成図である。第 1 の軸ずれ信号演算部 12 には、回転位相指令 θ_c^* と、位置検出値 θ_i 及び速度周波数 ω_1 が入力される。入力された速度周波数 ω_1 は、積分部 121 において、60 度区間における平均の位相変化幅 $\Delta \theta_{c60}$ を算出し、加算部 122 において、位置検出値 θ_i に加算して、(8) 式に示す電動機の回転位相演算値 θ_c を得る。

【0038】

【数8】

$$\theta_c = \theta_i + \frac{1}{s} \cdot \omega_1 \dots\dots\dots (8)$$

【0039】

ここに、s はラプラス演算子である。

【0040】

この回転位相演算値 θ_c は、回転位相指令 θ_c^* と共に、減算部 123 に入力され、(9) 式により、回転位相指令 θ_c^* と回転位相演算値 θ_c の差により第 1 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c1}$ を出力する。

【0041】

【数9】

$$\Delta \theta_{c1} = \theta_c^* - \theta_c \dots\dots\dots (9)$$

【0042】

図 3 は、本発明の要部である第 2 の軸ずれ信号推定部 13 の具体構成図である。第 2 の軸ずれ信号推定部 13 には、速度周波数 ω_1 が入力される。この周波数 ω_1 は、係数器 131 で -1 倍されたのち、ゲイン K、遅れ時定数 T の不完全微分演算部 132 に入力され、(10) 式に従い、第 2 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ を演算する。

【0043】

【数10】

$$\Delta \theta_{c2} = -\frac{K \cdot s}{1 + T \cdot s} \cdot \omega_1 \dots\dots\dots (10)$$

【0044】

これらの第 1 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c1}$ と第 2 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ は、加算部 14 において加算され、(11) 式に示すように、第 3 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c3}$ を演算する。

【0045】

【数 1 1】

$$\Delta \theta_{c3} = \Delta \theta_{c1} + \Delta \theta_{c2} \dots\dots\dots (11)$$

【0046】

図4は、周波数演算部15の具体構成図である。軸ずれ指令部151は「ゼロ」を指令しており、第3の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c3}$ を、この軸ずれ指令「ゼロ」と比較する。そして、その偏差信号に比例ゲイン $K_{P_{PLL}}$ を乗じる比例演算部152の出力信号と、偏差信号に積分ゲイン $K_{I_{PLL}}$ を乗じて積分処理を行う積分演算部153の出力信号を加算し、電力変換器2の出力周波数指令値 ω_1^* を得る。

【0047】

位相演算部5は、この周波数指令値 ω_1^* を積分することにより、回転位相指令 θ_c^* を作成する。

【0048】

次に、本実施例の作用について説明する。まず、図1の制御装置において、第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ を加算せず、第1の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c1}$ のみを周波数演算部15に入力する場合について考える。

【0049】

周波数演算部15では、周波数指令値 ω_1^* を(12)式に従い演算する。

【0050】

【数 1 2】

$$\omega_1^* = -\Delta \theta_{c3} \cdot \left[K_{P_{PLL}} + \frac{K_{I_{PLL}}}{s} \right] \dots\dots\dots (12)$$

【0051】

ここに、 $K_{P_{PLL}}$ は比例ゲイン、 $K_{I_{PLL}}$ は積分ゲインである。

【0052】

周波数演算部15の制御ゲイン $K_{P_{PLL}}$ 、 $K_{I_{PLL}}$ は、この演算部15に設定される制御応答角周波数 ω_{CPLL} [rad/s] によって決定される。 $K_{P_{PLL}}$ 、 $K_{I_{PLL}}$ は、一般的に(13)式のように設定される。

【0053】

【数13】

$$\left(\begin{array}{l} KP_{PLL} = \omega_{CPLL} \\ KI_{PLL} = \frac{\omega_{CPLL}^2}{N} \end{array} \right) \dots\dots\dots (13)$$

【0054】

ここで、Nは、比例・積分ゲインの折れ点比である。

【0055】

次に、周波数演算部15に設定された制御応答角周波数 ω_{CPLL} によって、電動機1を加減速運転した際に発生するであろう軸ずれ $\Delta\theta$ の関係を導出する。電動機の発生トルク τ_m と負荷トルク τ_L 、電動機回転速度 ω_r の関係は、(14)式で表すことができる。

【0056】

【数14】

$$\omega_r = (\tau_m - \tau_L) \cdot \frac{1}{J_s} \cdot P_m \dots\dots\dots (14)$$

【0057】

ここに、Jはイナーシャ値（モータ＋負荷の合成値）である。

【0058】

ここで、周波数演算部15の動作により、周波数指令 ω_1^* は、電動機の実際の回転周波数 ω_r に追従（一致）するため、(12)式＝(14)式と置いて、軸ずれ演算値 $\Delta\theta_{c1}$ （ここでは、仮定により、 $\Delta\theta_{c1} = \Delta\theta_{c3}$ ）について整理すると、(15)式が得られる。

【0059】

【数 15】

$$\begin{aligned}
 \Delta \theta_{c1} &= -\frac{(\tau_m - \tau_L) \cdot \frac{1}{J} \cdot P_m}{\left[KP_{PLL} + \frac{KI_{PLL}}{s} \right]} \dots\dots (15) \\
 &= -\frac{(\tau_m - \tau_L) \cdot \frac{1}{J} \cdot P_m \cdot \frac{1}{KI_{PLL}}}{\left[1 + \frac{KP_{PLL}}{KI_{PLL}} \cdot s \right]} = -\frac{(\tau_m - \tau_L) \cdot \frac{1}{J} \cdot P_m \cdot \frac{N}{\omega_{cPLL}^2}}{1 + \frac{N}{\omega_{cPLL}} \cdot s}
 \end{aligned}$$

【0060】

軸ずれ演算値 $\Delta \theta_{c1}$ の定常値は、(15)式において、ラプラス演算子 s を「ゼロ」にすると、(16)式が得られ、(16)式より、軸ずれ演算値 $\Delta \theta_{c1}$ ($=\Delta \theta_{c3}$)は、周波数演算部15の「制御応答角周波数 ω_{cPLL} 」によって決定されていることが分る。

【0061】

【数 16】

$$\Delta \theta_{c1} = -(\tau_m - \tau_L) \cdot \frac{1}{J} \cdot P_m \cdot \frac{N}{\omega_{cPLL}^2} \dots\dots\dots (16)$$

【0062】

つまり、周波数演算部15の制御応答角周波数 ω_{cPLL} が低いと、軸ずれ演算値 $\Delta \theta_{c1}$ すなわち実際の軸ずれは大きくなり、(4)式から明らかなように、その余弦値に比例して電動機トルク τ_m が小さくなってしまうことになる。

【0063】

これが、特許文献2に開示された制御装置に残された課題である。

【0064】

次に、本発明によって、第1の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c1}$ と第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ を加算して、第3の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c3}$ を演算し、周波数演算部15に入力した場合について考える。第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ とは、比較的低い制御応答角周波数 ω_{cPLL} の周波数演算部15を用いたために発生するであろう軸ずれの推定値を意味している。

【0065】

(16) 式より、電動機トルクと負荷トルクの差分トルクが検出可能で、慣性モーメント J が既知であれば、第2の軸ずれ $\Delta \theta_{c2}$ を推定演算できることが分る。つまり、(17) 式より、第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ を推定演算する。

【0066】

【数17】

$$\Delta \theta_{c2} = - \frac{(\tau_m - \tau_L) \cdot \frac{1}{J^*} \cdot P_m \cdot \frac{N}{\omega_{c_{PLL}}^2}}{1 + \frac{N}{\omega_{c_{PLL}}} \cdot s} \dots\dots\dots (17)$$

【0067】

ここに、 J^* はイナーシャ設定値である。

【0068】

ここで、差分トルク $(\tau_M - \tau_L)$ の代わりに、速度周波数 ω_1 を用いれば、差分トルク $(\tau_M - \tau_L)$ の推定値 τ^{\wedge} は、(18) 式で演算することができる。

【0069】

【数18】

$$\tau^{\wedge} = \frac{1}{P_m} \cdot J^* \cdot s \cdot \omega_1 \dots\dots\dots (18)$$

【0070】

(18) 式で得られた差分トルク推定値 τ^{\wedge} を、(17) 式の $(\tau_M - \tau_L)$ に代入して、これによって第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2}$ を求めると、(19) 式が得られる。

【0071】

【数19】

$$\Delta \theta_{c2} = - \frac{\frac{N}{\omega_{c_{PLL}}^2} \cdot s}{1 + \frac{N}{\omega_{c_{PLL}}} \cdot s} \cdot \omega_1 \dots\dots\dots (19)$$

【0072】

この(19)式に基き、(20)式に示すように、比例ゲインK及び一次遅れ時定数Tを設定すれば、前述した本発明の第1の実施例における(10)式により第2の軸ずれ信号 $\Delta\theta c2$ を推定演算できることが分る。

【0073】

【数20】

$$\left(\begin{array}{l} K = \frac{N}{\omega c_{PLL}^2} \\ T = \frac{N}{\omega c_{PLL}} \end{array} \right) \dots\dots\dots (20)$$

【0074】

この(10)式の推定演算は、第2の軸ずれ信号推定部13で実行される。

【0075】

ここで、第1の軸ずれ信号 $\Delta\theta c1$ と第2の軸ずれ信号 $\Delta\theta c2$ を加算して、第3の軸ずれ信号 $\Delta\theta c3$ を求め、この第3の軸ずれ信号 $\Delta\theta c3$ を用いて、周波数指令値 ω_1^* を演算すれば、軸ずれを略ゼロにすることが可能となる。

【0076】

この実施例においては、次のようにして永久磁石形同期電動機の制御方法又は装置を構成している。まず、前提として、周波数演算部15において、永久磁石形同期電動機1の軸ずれ信号に基きこの軸ずれを小さく(例えばゼロに)するように電動機1に給電する交流の周波数指令 ω_1^* を作成する。また、この周波数指令 ω_1^* に基きd、q軸の出力電圧指令 V_d^* 、 V_q^* 及び回転位相指令 θc^* に応じて、可変周波数・可変電圧の交流を前記電動機1に給電する電力変換器2を備えている。ここで、回転位相指令 θc^* と電動機1の実際の回転位相 θc との差である軸ずれを、制御系から得られた情報を用いて、第1の軸ずれ信号 $\Delta\theta c1$ として演算する(第1ステップ又は第1の軸ずれ信号演算手段)。これに加え、周波数指令 ω_1^* を軸ずれ信号に基いて作成する前記周波数演算部15における制御定数に起因して前記電動機1に発生するであろう軸ずれを、第2の軸ずれ信号 $\Delta\theta c2$ として推定する(第2ステップ又は第2の軸ずれ信号推定手段)。

そして、これら第1及び第2の軸ずれ信号を加算して得られた第3の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 3 (= \Delta \theta c 1 + \Delta \theta c 2)$ を前記周波数演算部15の入力とする（第3ステップ又は第3の軸ずれ信号入力手段）のである。

【0077】

この結果、たとえ不十分な制御応答角周波数 ωc_{PLL} の周波数演算部15であっても、この不十分さによって発生するであろう軸ずれ分は、第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 2$ として推定され、周波数演算部15の入力に加算されている。したがって、本実施例による制御系は、実際の同期電動機1の軸ずれを表す第1の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 1$ がほぼゼロに近い値で安定することになる。この結果、加減速運転時にも高精度なトルク制御を実現できるのである。

【0078】

つまり、先に述べた「(1) 電圧制御と(2) 位相制御」を行うことにより、(1) 式で示すように、q軸電流 I_q に比例した高精度なトルク制御を実現することができる。

【0079】

第2の実施例：

図5は、本発明の第2の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図である。第1の実施例と異なるのは、q軸電流検出値 I_{qc} を入力する第2の軸ずれ信号 ($\Delta \theta c 2$) 推定部13Aを用いている点のみである。第1の実施例では、第2の軸ずれ信号 ($\Delta \theta c 2$) 推定部13において、速度周波数 ω_1 を入力し、周波数演算部15の制御応答角周波数 ωc_{PLL} を用いて第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 2$ を推定演算した。しかし、第2の実施例においては、q軸電流検出値 I_{qc} から電動機トルク相当を演算して、このトルク演算値に、比例ゲインを乗じ、一次遅れ処理を施し、第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 2 A$ を推定演算している。すなわち、負荷トルク τ_L が小さければ、差分トルクの推定値 τ^{\wedge} の代わりに、q軸電流検出値 I_{qc} を用いて、(21) 式を演算すれば、(19) 式と同等の演算効果が得られるのである。

【0080】

【数 2 1】

$$\Delta \theta_{c2A} = - \frac{\left(\frac{3}{2} \cdot P_m \cdot Ke \cdot I_{qc} \right) \cdot \frac{1}{J} \cdot P_m \cdot \frac{N}{\omega_{cPLL}^2}}{1 + \frac{N}{\omega_{cPLL}} \cdot s} \dots\dots\dots (21)$$

【0081】

また、(21) 式の定数部分を K 及び T を用いて表し、簡略化して示せば (22) 式となる。

【0082】

【数 2 2】

$$\Delta \theta_{c2A} = - \frac{K \cdot s}{1 + T \cdot s} \cdot I_{qc} \dots\dots\dots (22)$$

【0083】

図 6 は、第 2 の実施例における第 2 の軸ずれ信号 ($\Delta \theta_{c2A}$) 推定部 13A の具体構成図であり、演算部 (比例及び一次遅れ処理手段) 13A1 において、上記比例ゲイン K を乗じ、上記時定数 T の一次遅れ処理を施し、第 2 の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2A}$ を演算している。

【0084】

この実施例では、q 軸電流検出値 I_{qc} を用いたが、その指令値 I_{q^*} を用いても同様の効果が得られる。

【0085】

第 3 の実施例：

図 7 は、本発明の第 3 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図である。本実施例が第 1 の実施例と異なるのは、d 軸及び q 軸電流指令から、座標変換部 11 に入力する d 軸及び q 軸電圧指令を得るまでの構成で、その他は全く同一である。図において、電圧ベクトル演算部 8A は、電動機定数と第 2 の電流指令値 $I_{d^{**}}$ 、 $I_{q^{**}}$ 及び周波数指令値 ω_1^* に基いて、電圧基準値 $V_{d^{***}}$ 、 $V_{q^{***}}$ を演算する。d 軸電流指令演算部 16 は、d 軸電流指令値 I_{d^*} とその検出値 I_{dc} の偏差に応じて、第 2 の d 軸電流指令値 $I_{d^{**}}$ を出力する。同様に

、q 軸電流指令演算部 17 は、q 軸電流指令値 I_{q^*} とその検出値 I_{qc} の偏差に応じて、第 2 の q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ を出力する。

【0086】

この第 2 の電流指令値 $I_{d^{**}}$ 、 $I_{q^{**}}$ を用いて、(23) 式に示す電圧基準値 $V_{d^{***}}$ 、 $V_{q^{***}}$ を演算し、変換器出力電圧を制御する。

【0087】

【数 23】

$$\begin{pmatrix} V_{d^{***}} = R_1^* \cdot I_{d^{**}} - \omega_1^* \cdot L_{q^*} \cdot I_{q^{**}} \\ V_{q^{***}} = R_1^* \cdot I_{q^{**}} + \omega_1^* \cdot L_{d^*} \cdot I_{d^{**}} + \omega_1^* \cdot K_e^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (23)$$

【0088】

このような方式でも、 I_{d^*} と I_{dc} 、 I_{q^*} と I_{qc} が各々一致することを考慮すれば、第 1 の実施例と同様の効果が得られることは明らかである。

【0089】

第 4 の実施例：

図 8 は、本発明の第 4 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図である。本実施例は、図 1 における d 軸及び q 軸の電流制御部 9、10 を省略しただけで、その他の構成は図 1 と全く同一である。

【0090】

このような方式でも、 I_{d^*} と I_{dc} 、 I_{q^*} と I_{qc} に多少の誤差は生じるが、第 1 の実施例と同様の効果が得られることは明らかである。更に、電圧ベクトル演算部 8 の入力として、電流指令値 I_{d^*} 、 I_{q^*} を用いたが、これを電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} としても同様の効果が得られる。

【0091】

第 5 の実施例：

図 9 は、本発明の第 5 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図である。上記の第 1 ～ 第 4 の実施例までは、高価な電流検出器 6 で検出した 3 相の交流電流 $I_u \sim I_w$ を利用する方式であったが、安価な電流検出を行う制御装置においても適用することができる。

【0092】

図 9 において、図 1 と異なる点は、同期電動機に流れる 3 相の交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w を、直流電流検出器 22 の出力 I_{dc} から、電流推定手段（電流推定部）18 で推定し、交流電流推定値 \hat{I}_u 、 \hat{I}_v 、 \hat{I}_w を得る構成のみである。この推定電流値 \hat{I}_u 、 \hat{I}_v 、 \hat{I}_w を用いて、座標変換部 7 において、d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} を演算する。このような方式でも、 I_d^* と I_{dc} 、 I_q^* と I_{qc} が各々一致することから、前記実施例と同様に動作し、同様の効果が得られることは明らかである。

【0093】

第 6 の実施例：

図 10 は、本発明の第 6 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図である。上記第 1 ～ 第 5 の実施例までは、磁極位置検出器 3 で検出した位置検出値 θ_i を基準に、速度周波数 ω_1 を用いて、回転位相を演算し、その演算値 θ_c と回転位相指令 θ_c^* との偏差により第 1 の軸ずれ信号 $\Delta\theta_{c1}$ の演算を行う方法であった。しかし、磁極位置検出器を省略した安価な制御装置においても本発明を実施することができる。

【0094】

図 10 において、図 1 と異なる点は、まず、磁極位置検出器に代えて、同期電動機の電流及び電圧信号から、ベクトル演算により第 1 の軸ずれ信号 $\Delta\theta_{c1B}$ を演算することである。次に、第 2 の軸ずれ信号推定部 13B は、速度周波数 ω_1 に代えて周波数指令値 ω_1^* に基いて、第 2 の軸ずれ信号 $\Delta\theta_{c2B}$ を推定演算する。

【0095】

第 1 の軸ずれ信号演算部 12B は、電圧指令値 V_d^{**} 、 V_q^{**} と、電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} 及び周波数指令値 ω_1^* に基いて、回転位相指令 θ_c^* と回転位相 θ_c の偏差である第 1 の軸ずれ信号 $\Delta\theta_{c1B}$ を演算する。具体的には、第 1 の軸ずれ信号演算部 12B では、(24) 式に従い、回転位相指令 θ_c^* と回転位相 θ_c の偏差である第 1 の軸ずれ信号 $\Delta\theta_{c1B}$ ($=\theta_c^* - \theta_c$) を演算する。(24) 式は、前述した特許文献 2 に示された位置センサ運転制御法にも述べられた軸ずれ演算方法である。

【0096】

【数24】

$$\Delta \theta_{c1B} = \tan^{-1} \left(\frac{Vd^{**} - R_1^{*} \cdot Id_c + \omega_1^{*} \cdot Lq^{*} \cdot Iq_c}{Vq^{**} - R_1^{*} \cdot Iq_c - \omega_1^{*} \cdot Lq^{*} \cdot Id_c} \right) \dots\dots\dots (24)$$

【0097】

図11は、第2の軸ずれ信号推定部13Bの構成図である。第2の軸ずれ信号推定部13Bには、周波数指令値 ω_1^{*} が入力される。この周波数指令 ω_1^{*} は、ゲインK、遅れ時定数Tを持つ不完全微分演算部13B1に入力され、その出力信号は、さらに遅れ時定数Tdを持つ一次遅れフィルタ13B2に入力される。推定部13Bでは、(25)式に従い、第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2B}$ を推定し、出力する。

【0098】

【数25】

$$\Delta \theta_{c2B} = -\frac{K \cdot s}{1+T \cdot s} \cdot \frac{1}{1+Td \cdot s} \cdot \omega_1^{*} \dots\dots\dots (25)$$

【0099】

ここで、一次遅れフィルタ13B2は、高周波成分を除去するためのものである。

【0100】

この方式においても、加算部14において、第1の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c1B}$ と第2の軸ずれ信号 $\Delta \theta_{c2B}$ を加算することにより、高精度なトルク制御を実現することが可能となる。

【0101】

第7の実施例：

図12は、本発明の第7の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図である。本実施例は、磁極位置検出器を省略するとともに、安価な電流検出器を用いた制御装置に本発明を適用したものである。図12が図10と異なる点は、交流電流検出器6に代えて、直流電流検出器22と、その出力である直流電流検出値Idcを入力する電流推定部18によって、交流の3相電流推定値Iu

\hat{I}_u , \hat{I}_v , \hat{I}_w を得る構成である。この推定電流値 \hat{I}_u , \hat{I}_v , \hat{I}_w を用いて、座標変換部 7 において、d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dc} , I_{qc} を演算する。

【0102】

このような方式でも、第 6 の実施例と同様に動作し、同様の効果が得られることは明らかである。

【0103】

また、本実施例では、d 軸及び q 軸の電流制御部 9, 10 を付加しているが、この電流制御部を付加しない方式にも適用できる。さらに、図 7 のように、第 1 の d 軸及び q 軸の電流指令値 I_d^* , I_q^* と各々の電流検出値 I_{dc} , I_{qc} から第 2 の d 軸及び q 軸に電流指令値 I_d^{**} , I_q^{**} を演算し、これらの電流指令値に基いて出力電圧指令値を演算する方式に用いても同様の効果が得られる。

【0104】

【発明の効果】

本発明によれば、電動機の加減速運転時においても、高精度なトルク制御を実現できる永久磁石形同期電動機の制御方法又は装置を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図。

【図 2】

図 1 の制御装置における第 1 の軸ずれ信号演算部 12 の具体構成図。

【図 3】

図 1 の制御装置における第 2 の軸ずれ信号推定部 13 の具体構成図。

【図 4】

図 1 の制御装置における周波数演算部 15 の具体構成図。

【図 5】

本発明の第 2 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図。

【図 6】

図 5 の制御装置における第 2 の軸ずれ信号推定部 13A の具体構成図。

【図 7】

本発明の第 3 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図。

【図 8】

本発明の第 4 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図。

【図 9】

本発明の第 5 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図。

【図 10】

本発明の第 6 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図。

【図 11】

図 10 の制御装置における第 2 の軸ずれ信号推定部 13B の具体構成図。

【図 12】

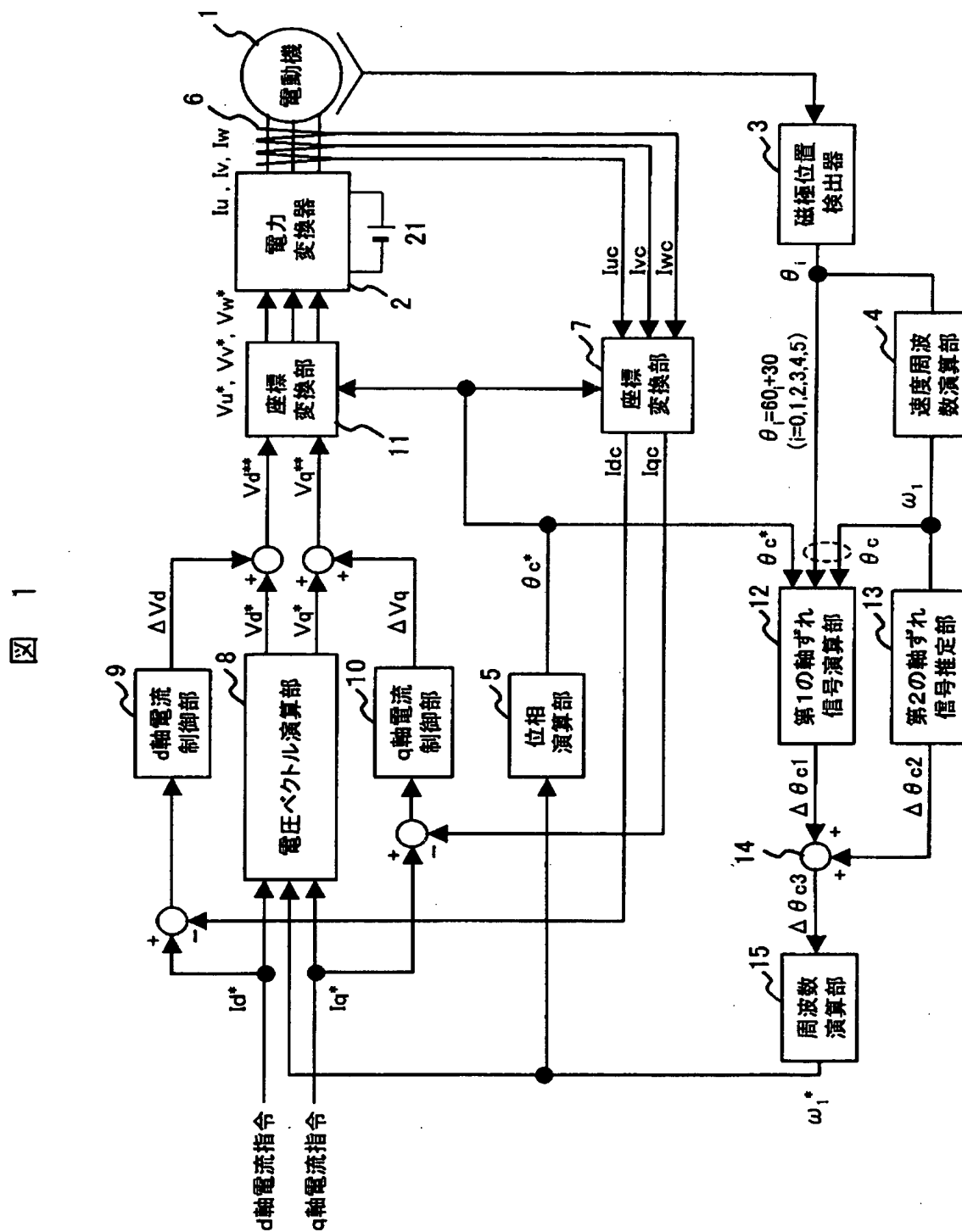
本発明の第 7 の実施例による永久磁石形同期電動機の制御装置の構成図。

【符号の説明】

1…永久磁石形同期電動機、2…電力変換器、3…磁極位置検出器、4…速度周波数演算部、5…位相演算部、6…電流検出器、7…座標変換部、8, 8A…電圧ベクトル演算部、9, 16…d 軸電流制御部、10, 17…q 軸電流制御部、11…座標変換部、12, 12B…第 1 の軸ずれ信号演算部、13, 13A, 13B…第 2 の軸ずれ信号推定部、15…周波数演算部、18…電流推定部、21…直流電源、22…直流電流検出器、 $\Delta\theta_{c1}$, $\Delta\theta_{c1B}$ …第 1 の軸ずれ信号、 $\Delta\theta_{c2}$, $\Delta\theta_{c2A}$, $\Delta\theta_{c2B}$ …第 2 の軸ずれ信号、 $\Delta\theta_{c3}$ …第 3 の軸ずれ信号、 θ_{c}^* …回転位相指令、 ω_1^* …周波数指令、 ω_1 …速度周波数、 V_{d^*} , V_{q^*} …d, q 軸の出力電圧指令。

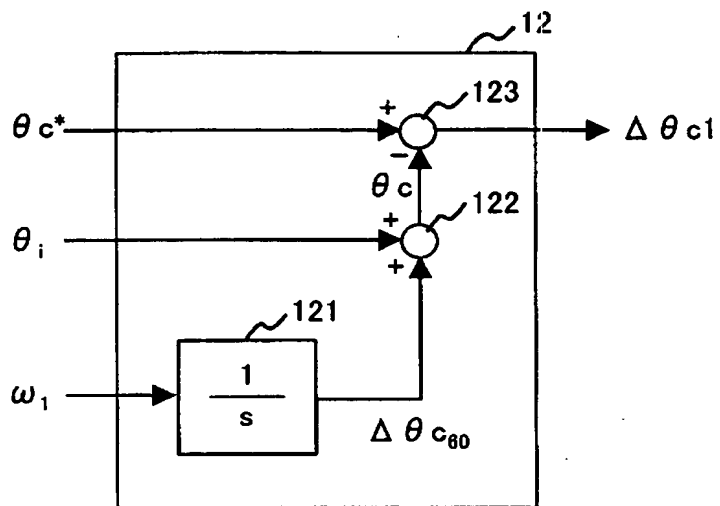
【書類名】 図面

【図 1】



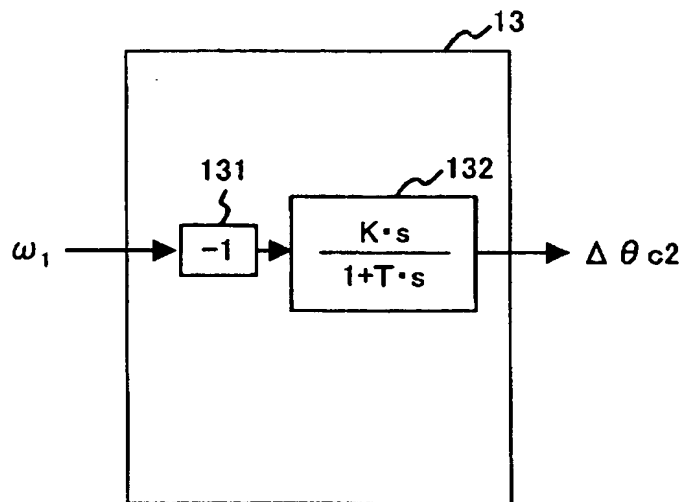
【図 2】

図 2



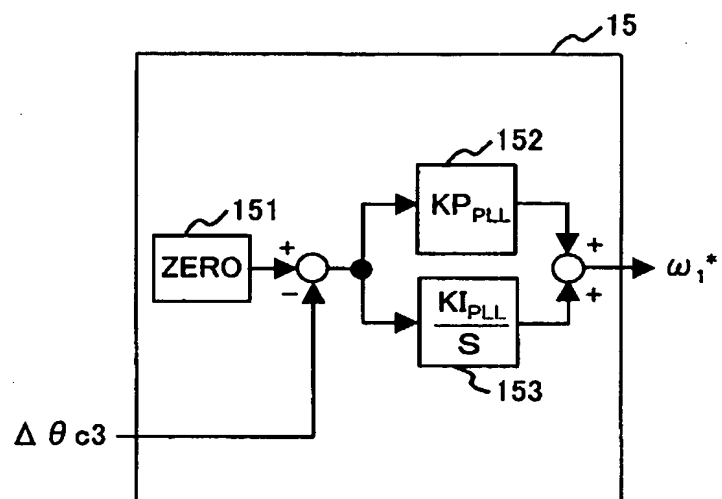
【図 3】

図 3



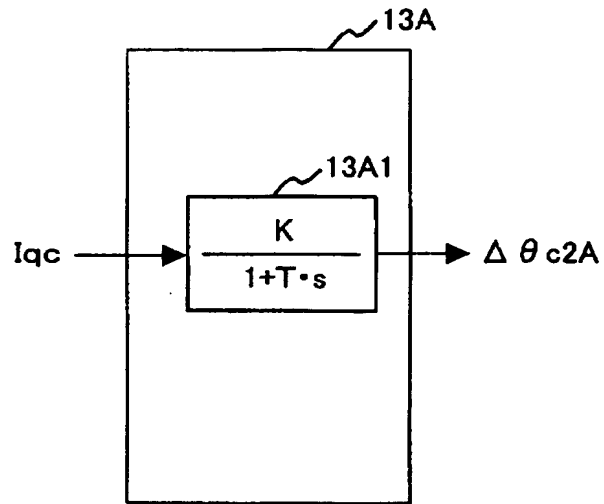
【図 4】

図 4



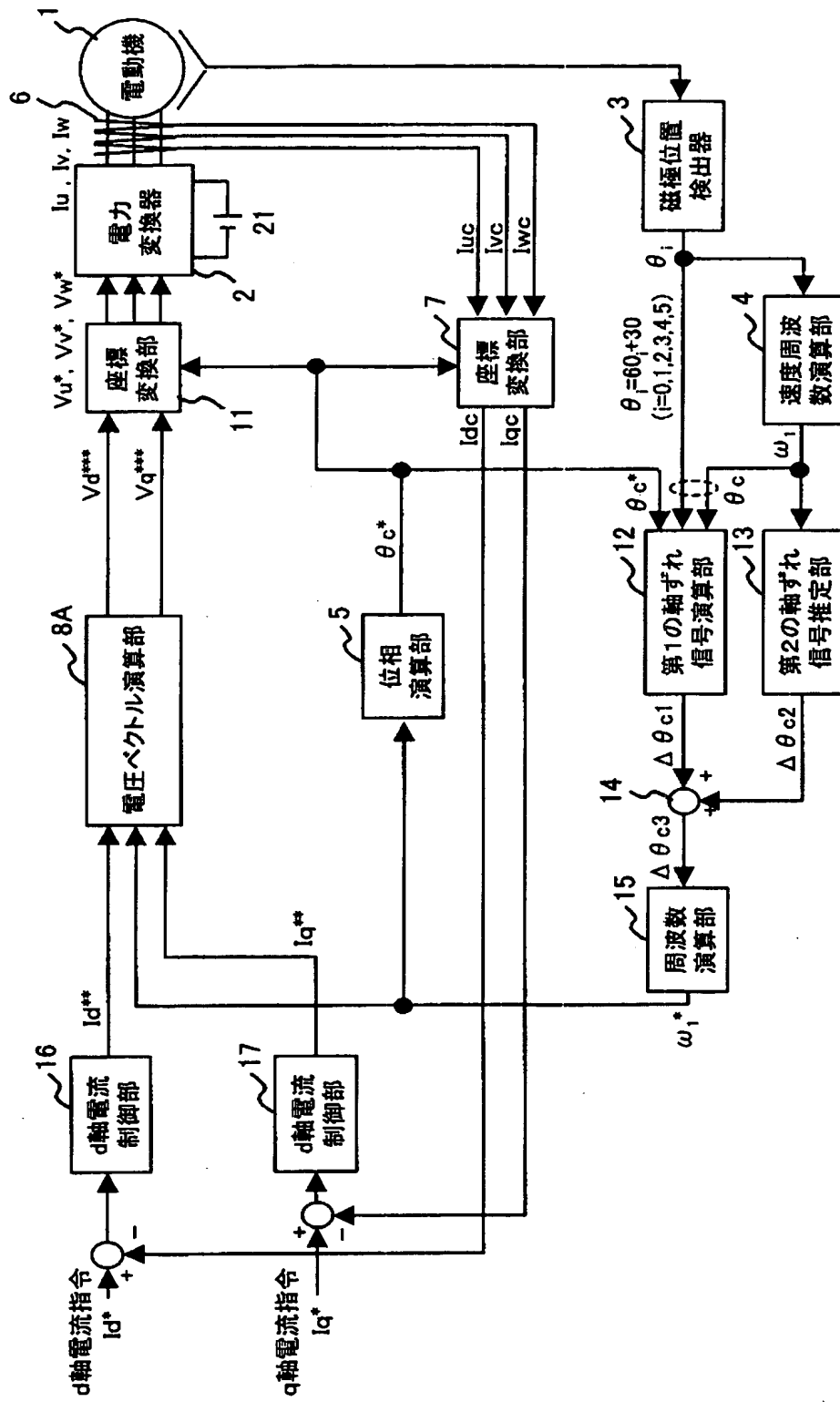
【図 6】

図 6



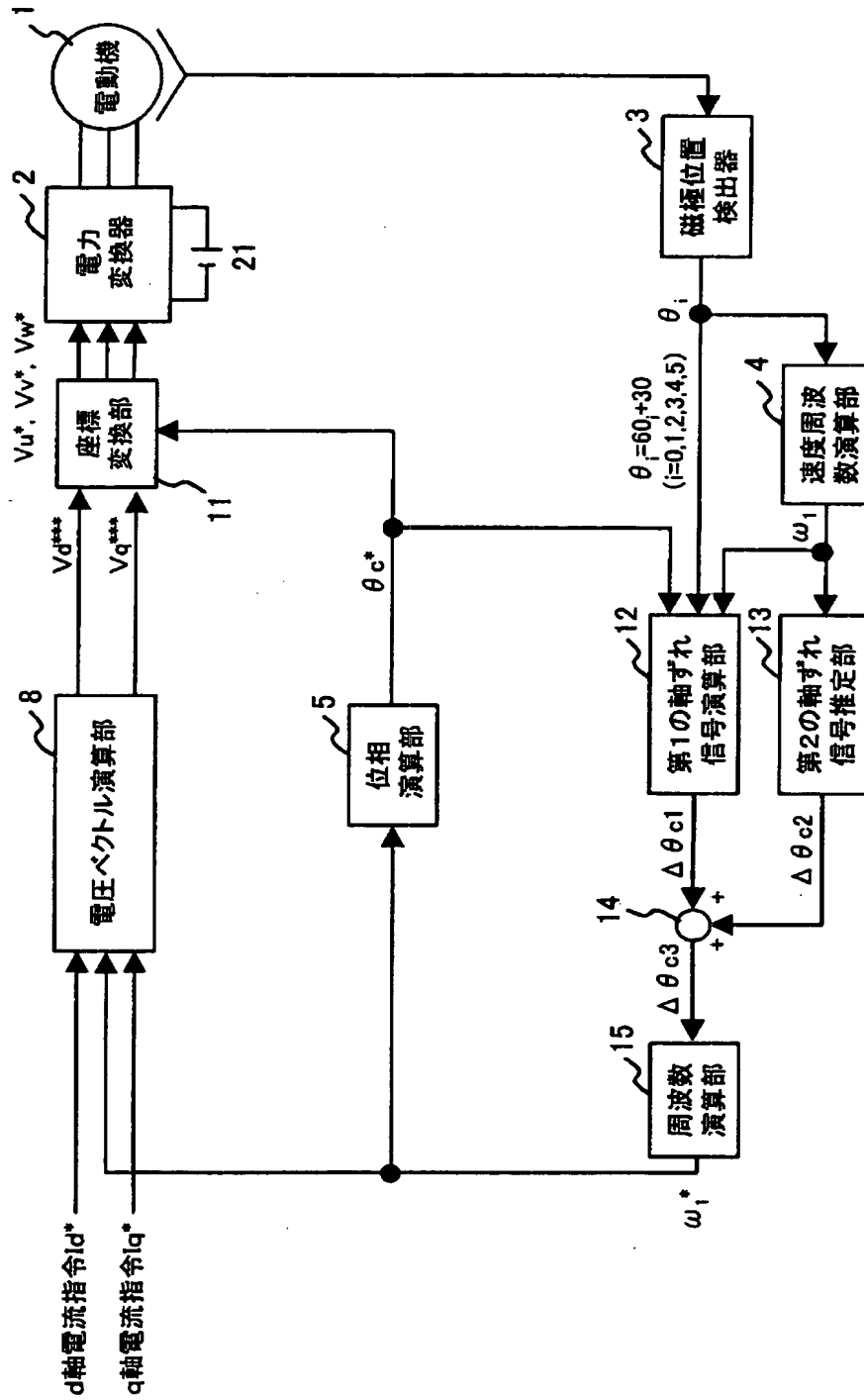
【図7】

図 7



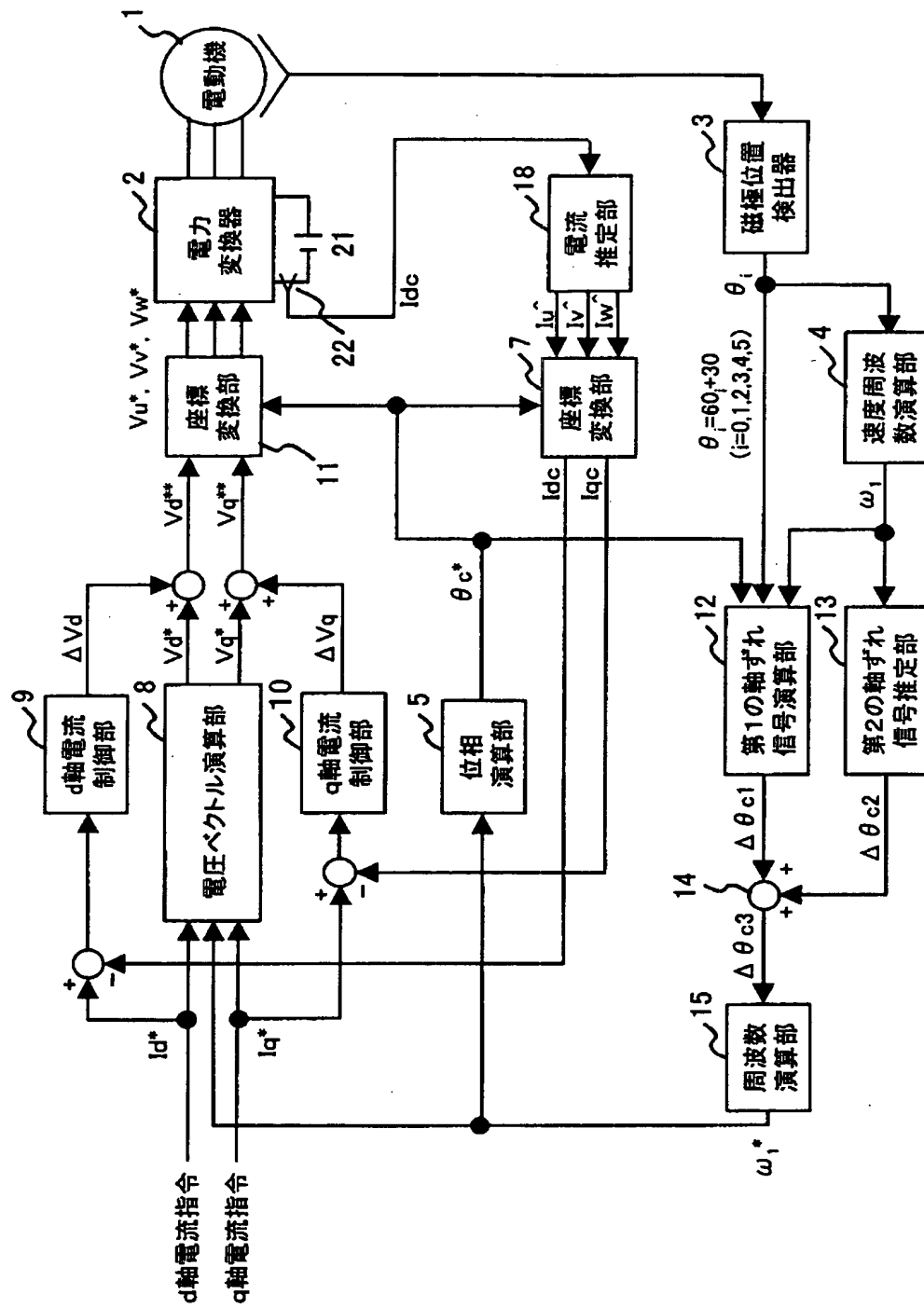
【図 8】

図 8

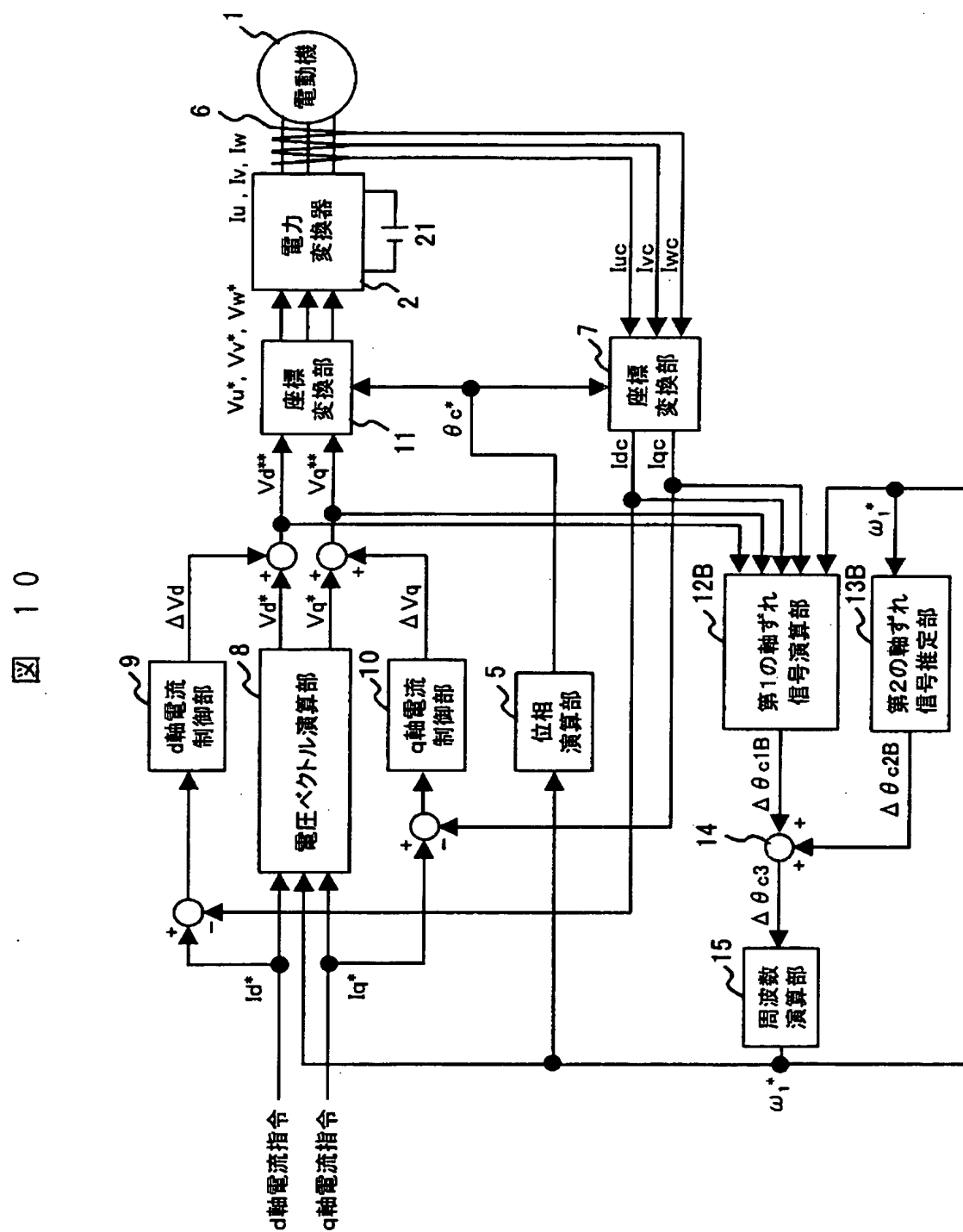


【図9】

図 9

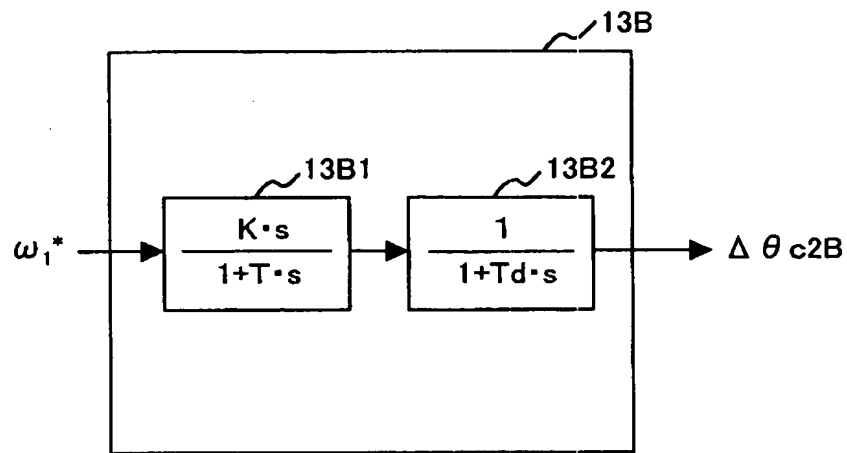


【図 10】



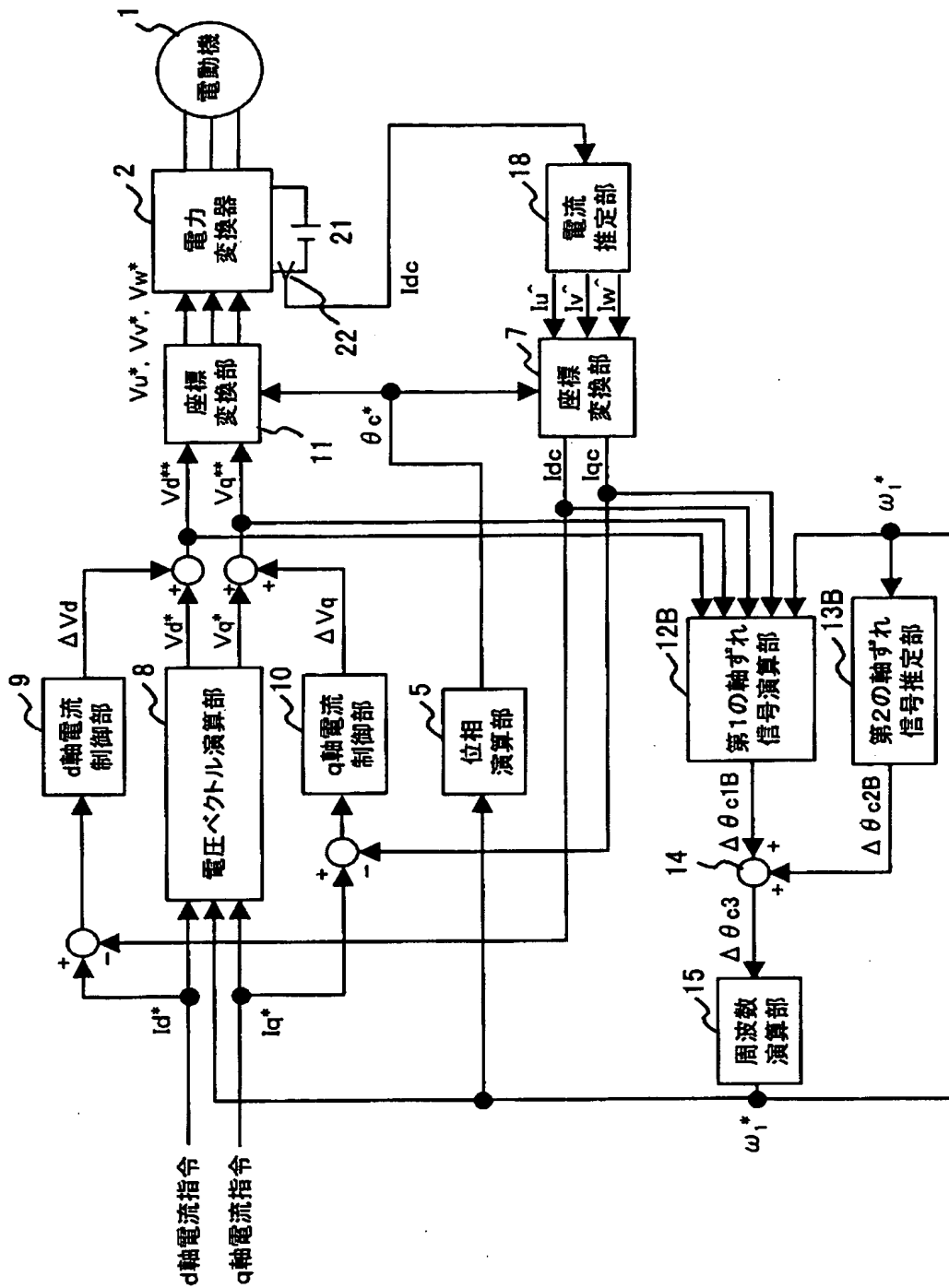
【図 11】

図 11



【図 12】

図 12



【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 周波数演算部 15 の制御応答角周波数の不十分さに起因する同期電動機 1 の軸ずれを抑制し、加減速運転時にも高精度なトルク制御を実現する。

【解決手段】 軸ずれ演算値 $\Delta \theta c 1$ に加え、周波数演算部 15 の制御応答角周波数の不十分さに起因する同期電動機 1 の軸ずれを、この制御応答角周波数を考慮して推定し、この推定値 $\Delta \theta c 2$ を含めて周波数演算部 15 の入力 $\Delta \theta c 3$ ($=\Delta \theta c 1 + \Delta \theta c 2$) とする。これにより、たとえ不十分な制御応答角周波数の周波数演算部 15 であっても、この不十分さによって発生するであろう軸ずれ分は、第 2 の軸ずれ信号 $\Delta \theta c 2$ として推定され加算入力されている。したがって、実際の同期電動機の軸ずれ $\Delta \theta c 1$ がほぼゼロに近い値で安定する。

【選択図】 図 1

特願 2003-080439

出願人履歴情報

識別番号

[000005108]

1. 変更年月日

1990年 8月31日

[変更理由]

新規登録

住所

東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地

氏名

株式会社日立製作所

特願 2 0 0 3 - 0 8 0 4 3 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 0 2 1 2 9 9 3 3]

1. 変更年月日

2 0 0 2 年 4 月 1 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

千葉県千葉市美浜区中瀬二丁目 6 番地

氏 名

株式会社日立産機システム